

CONTROL SYSTEM FOR PERMANENT MAGNET TYPE MOTOR

Publication number: JP2004056839

Publication date: 2004-02-19

Inventor: YONEKURA KOICHIRO

Applicant: NISSAN MOTOR

Classification:

- International: H02P6/10; H02P21/00; H02P27/04; H02P6/08;
H02P21/00; H02P27/04; (IPC1-7): H02P6/10;
H02P21/00

- European:

Application number: JP20020206680 20020716

Priority number(s): JP20020206680 20020716

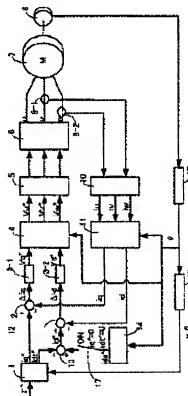
Report a data error here

Abstract of JP2004056839

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a permanent magnet type synchronous motor which can suppress cogging torque.

SOLUTION: A control system for the permanent magnet type synchronous motor is composed of a rotor equipped with a permanent magnet, and a stator where a coil is wound on a salient pole. Further, the system is equipped with an encoder 8 which detects the rotational angle position $[\theta]$ of the rotor, a torque map 1 which decides a d-axis current basic command value i_d^* and a q-axis current command value i_q^* from rotational angle velocity $[\omega][\theta]$ and a torque command value $[\tau]$, a corrective current map 14 which decides the current correction i_{da} of an axis (d) from the rotational angle position $[\theta]$, a condition judger 17 which decides a d-axis current command value i_d^* from the d-axis current basic command value i_d^* and the corrective current value i_{da} , and an adder 13. It controls a polyphase AC current flowing to a coil.

COPYRIGHT: (C)2004,JPO



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2004-56839
(P2004-56839A)

(43) 公開日 平成16年2月19日(2004.2.19)

(51) Int. Cl. ⁷	F I	テーマコード(参考)
H02P 6/10	H02P 6/02 351 G	5H560
H02P 21/00	H02P 5/408 C	5H576

審査請求 未請求 請求項の数 9 O L (全 14 頁)

(21) 出願番号	特願2002-206680 (P2002-206680)	(71) 出願人	000003997 日産自動車株式会社 神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地
(22) 出願日	平成14年7月16日(2002.7.16)	(74) 代理人	100075513 弁理士 後藤 政喜
		(74) 代理人	100084537 弁理士 松田 高夫
		(72) 発明者	米倉 光一郎 神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産 自動車株式会社内
		Fターム(参考)	5H560 BB04 BB12 BB17 DA07 DB20 DC12 EB01 RR01 TT11 TT15 XA02 XA12 XA13 XA15 XA17 5H576 BB04 DB07 EE01 EE02 EE11 GG04 HB02 JJ03 JJ16 JJ17 JJ24 LL07 LL22 LL41

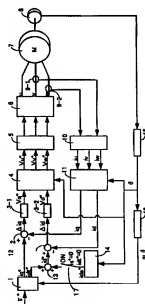
(54) 【発明の名称】 永久磁石型電動機の制御システム

(57) 【要約】

【課題】 コギンクトルクを抑制できる永久磁石型同期電動機を提供する。

【解決手段】 永久磁石を構えた回転子と突極にコイルを巻いた固定子と、から構成される永久磁石型同期電動機の制御システムに、回転子の回転角度位置 θ を検出するエンコーダ8、回転角速度 ω とトルク指令値 t^* とから d 軸電流基本指令値 i_{d0}^* と q 軸電流指令値 i_q^* を決定するトルクマップ1、回転角度位置 θ から d 軸の電流補正值 i_{da}^* を決定する補正電流マップ14、 d 軸電流基本指令値 i_{d0}^* と補正電流値 i_{da}^* から d 軸電流指令値 i_d^* を決定する条件判断部17および加算部18を備え、コイルに流れる多相交流電流値を制御する。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

永久磁石を備えた回転子と、複数の突極にコイルを巻装した固定子と、から構成される永久磁石同期電動機の制御システムにおいて、
前記回転子の回転角度位置を検出する回転角度位置検出手段と、
電動機の回転角速度と目標トルクとに基づいて、 d 軸電流の基本指令値と、 q 軸電流の指令値とを決定する電流指令値決定手段と、
前記回転角度位置に基づいて d 軸電流の補正値を決定する補正電流値決定手段と、
前記 d 軸電流基本指令値と前記 d 軸補正電流値に基づいて d 軸電流指令値を決定する d 軸電流指令値決定手段と、
前記 d 軸電流指令値と前記 q 軸電流指令値に基づいて、前記コイルに流れる多相交流電流を制御する電流制御手段と、を備えることを特徴とする永久磁石同期電動機の制御システム。

10

【請求項 2】

前記電流制御手段は、
前記コイルに流れる多相交流電流値を検出する電流検出手段と、
前記回転角度位置に基づいて前記多相交流電流の検出値を d 軸電流と q 軸電流に変換する変換手段と、
変換によって得た d 軸電流と前記 d 軸電流指令値との偏差を小さくするための d 軸電圧指令値を算出するとともに、変換によって得た q 軸電流と前記 q 軸電流指令値との偏差を小さくするための q 軸電圧指令値を算出する電圧指令値算出手段と、
前記回転角度位置を用いて前記 d 軸電圧指令値と前記 q 軸電圧指令値を多相交流電圧指令値に変換する逆変換手段と、を備える請求項 1 に記載の永久磁石同期電動機の制御システム。

20

【請求項 3】

前記 d 軸電流指令値決定手段では、
前記 d 軸電流基本指令値と、前記 d 軸補正電流値との加算値を前記 d 軸電流指令値として決定する請求項 1 または 2 に記載の永久磁石同期電動機の制御システム。

【請求項 4】

前記 d 軸電流指令値決定手段では、
前記 d 軸電流基本指令値と、前記 d 軸補正電流値のうち絶対値が大きい方を前記 d 軸電流指令値として決定する請求項 1 または 2 に記載の永久磁石同期電動機の制御システム。

30

【請求項 5】

前記 d 軸電流指令値決定手段では、
電動機の目標トルクが大きさが所定の大きさより大きいとき前記 d 軸電流基本指令値を前記 d 軸電流指令値として決定し、
電動機の目標トルクの大きさが所定の大きさより大きくないときに、前記 d 軸補正電流値を用いた補正を行う請求項 3 または 4 に記載の永久磁石同期電動機の制御システム。

【請求項 6】

前記所定の大きさをゼロとする請求項 5 に記載の永久磁石同期電動機の制御システム。

40

【請求項 7】

前記 d 軸電流指令値決定手段では、
電動機の回転角速度の大きさが所定の大きさより大きいとき、前記 d 軸電流基本指令値を前記 d 軸電流指令値として決定し、
電動機の回転角速度の大きさが所定の大きさより大きくないときに、前記 d 軸補正電流値を用いた補正を行う請求項 3 または 4 に記載の永久磁石同期電動機の制御システム。

【請求項 8】

前記 d 軸電流指令値決定手段では、
電動機の回転角速度の大きさが略ゼロであるときに、前記 d 軸電流基本指令値を前記 d 軸電流指令値として決定する請求項 3 または 4 に記載の永久磁石同期電動機の制御システム。

50

ム。

【請求項 9】

前記補正電流値決定手段では、

前記回転角度位置に対して正弦波状の d 軸補正電流値を有する請求項 1 から 8 のいずれが一つに記載の永久磁石型同期電動機の制御システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】

本発明は、回転子に永久磁石を有し、固定子に多相の交流電流を流すことで駆動される永久磁石型同期電動機の制御システムに関し、特にトルク変動を抑制する制御システムに関する。

【0002】

【従来の技術】

回転子に永久磁石を有し、固定子に突極が設けられているモータにおいては、回転子の回転角度位置によって永久磁石が固定子突極を吸引する力が変化するために、トルクの変動、即ちコギングトルクが生じることが知られている。このようなコギングトルクは、例えば走行用の駆動源として車両に搭載されたモータであれば、発進直後や停止直前の低速時あるいは横揺れで車両が走行しているようなときに不快な振動として運転者に伝達されることがある。

【0003】

このようなコギングトルクを低減する方法として、特開 2001-103783 号公報のようなものが知られている。これは、モータの駆動回転数や発生トルクが比較的低い場合には、弱い界磁電流である d 軸成分の電流を所定の値だけ減し、永久磁石の磁束を弱めることでトルクの変動を抑えようとするものである。

【0004】

【発明が解決しようとしている問題点】

しかしながら、このような従来の方法では、回転子の角度による吸引力の変動が考慮されていないため、低減できるコギングトルクに限界があった。これは一定量の弱い界磁電流を流しても、磁石の回転角度位置によって弱められる磁束の割合が変化するためである。

【0005】

そこで、本発明は、回転角度位置に応じて弱い界磁電流値を変化させることでコギングトルクを抑制することのできる永久磁石型同期電動機の制御システムを提供することを目的とする。

【0006】

【問題点を解決するための手段】

本発明では、永久磁石を備えた回転子と、複数の突極にコイルを巻装した固定子と、から構成される永久磁石型同期電動機の制御システムに、前記回転子の回転角度位置を検出する回転角度位置検出手段を備える。さらに、電動機の回転角速度と目標トルクとに基づいて、 d 軸電流の基本指令値と q 軸電流の指令値とを決定する電流指令値決定手段と、前記回転角度位置に基づいて d 軸電流の補正値を決定する補正電流値決定手段と、前記 d 軸電流基本指令値と前記 d 軸補正電流値に基づいて d 軸電流指令値を決定する d 軸電流指令値決定手段と、前記 d 軸電流指令値と前記 q 軸電流指令値に基づいて前記コイルに流れる多相交流電流を制御する電流制御手段と、を備える。

【0007】

【作用及び効果】

電動機の回転角速度と目標トルクとに基づいて、 d 軸電流の基本指令値と q 軸電流の指令値とを決定する電流指令値決定手段と、回転角度位置に基づいて d 軸電流の補正値を決定する補正電流値決定手段と、 d 軸電流基本指令値と d 軸補正電流値に基づいて d 軸電流指令値を決定する d 軸電流指令値決定手段とを備える。さらに、 d 軸電流指令値と q 軸電流指令値に基づいて、コイルに流れる多相交流電流を制御する電流制御手段と、を備える。

【0008】

このように、回転角度位置に対応させて d 軸電流の補正を行うことにより、コギングトルクを効果的に抑制することができる。

【0009】

【発明の実施の形態】

第1の実施形態に用いる永久磁石同期電動機の制御システムについての制御ブロック図を図1に示す。ここではトルク指令値 T^* に応じて、モータ7の電流値を制御する。モータ7には回転子の回転角度位置を検出するエンコーダ8を備え、モータ7の固定子の突極部にはコイルを集中巻により巻装する。

【0010】

制御システムには、角度演算部15および速度演算部16を備える。エンコーダ8からの出力を角度演算部15に通すことにより回転角度位置 θ を求め、さらに速度演算部16に通すことにより回転角速度 ω を得る。この回転角速度 ω とトルク指令値 T^* を制御システムに備えたトルクマップ1に入力して、最適な d 軸電流成分を求め、それぞれを q 軸電流指令値 i_q^* 、 d 軸電流基本指令値 i_{d0}^* として出力する。

【0011】

q 軸電流成分については、加減部2において q 軸電流指令値 i_q^* から、モータ7に実際に流れている q 軸電流 i_q を減じ、その差分 Δi_q を求める。差分 Δi_q を制御システムに備えたPI制御器3-1に入力し、ここでその差分 Δi_q を減ずる方向に働く q 軸電圧指令値 V_{q^*} に変換する。

【0012】

ここで、 q 軸電流の実測値 i_q は次のように検出する。

【0013】

制御システムに、A/D変換器10と d 軸変換器11を備える。さらに、モータ7に送られる電流を測定する電流センサ9-1、9-2を備え、実際にモータ7に流れている電流値を検出する。その出力をA/D変換器10でデジタル変換した d 軸変換器11に入力し、 u 、 v 、 w の3相の値から q 、 d の2相の値に変換する。このときに求められた q 軸電流を実測値 i_q とする。

【0014】

一方、 d 軸電流成分に関しては、トルクマップ1から出力された d 軸電流基本指令値 i_{d0}^* を加算部13に入力する。また、加算部13には、回転角度位置 θ に基づいて電流補正マップ14で求めた補正電流値 $i_{d\alpha}^*$ も入力する。ただし、後述するような制御を行う条件判断部17を備え、条件判断部17において補正が必要だと判断されたときのみ、補正電流マップ14から加算部13へ補正電流 $i_{d\alpha}^*$ を入力する。

【0015】

加算部13において補正電流値 $i_{d\alpha}^*$ と d 軸電流基本指令値 i_{d0}^* とを加算し、その加算値を d 軸電流指令値 i_d^* とする。次に、 q 電流成分の処理と同様に、加減部12で d 軸電流指令値 i_d^* から d 軸電流の実測値 i_d を減ずる。この d 軸電流の実測値 i_d は、前述した d 軸変換器11において q 軸電流値と同時に変換された d 軸電流値とする。その結果出力される差分 Δi_d を制御システムに備えたPI制御器3-2に入力し、差分 Δi_d に応じてこの差分 Δi_d を小さくするような d 軸電圧指令値 V_{d^*} に変換する。

【0016】

こうして計算された d 軸の電圧指令値 V_{d^*} 、 V_{q^*} を、制御システムに備えた d 軸逆変換器4に入力し、 q 、 d の2相の電圧値を u 、 v 、 w の3相の電圧値に変換する。さらにPWM信号発生器5と、駆動回路6を備え、パルス幅を調整させてからモータ7に電圧を印加する。ここで、前述した電流センサ9-1、9-2は、この駆動回路6からモータ7に供給される電流値を測定する。

【0017】

次に、補正電流マップ14と、その出力の作用について説明する。

【0018】

10

20

30

40

50

モータの回転子には永久磁石が備えられており、そのため、駆動電流が全く流れていない状態でも回転子の回転角度に応じたトルク、即ちコギントルクが発生する。モータの目標トルクがゼロ、つまり、モータが他の駆動装置により駆動されて空走しているような場合には、このコギントルクによる振動や騒音が生じる恐れがある。これは、特にモータを車の駆動源として車に搭載するような場合に問題となる。

【0019】

コギントルクはモータの一回転当たり、回転子の極数と固定子の突極数の最小公倍数で表される周期だけ発生することが知られており、コギントルクを低減するためには、この最小公倍数を大きくする手法が一般的にとられてきた。

【0020】

一方、永久磁石を固定子内部に埋め込んだ形状を特徴とする、いわゆるIPMに代表されるような高出力、高効率の同期電動機においては、その小型化、低コスト化のためにコイルを固定子突極に集中巻する、集中巻IPMが広く使われるようになってきている。

【0021】

しかしながら、このような集中巻方式のモータにおいては、分布巻方式ほど突極の自由度がないため、コギントルク低減のために磁石周辺形状や突極形状を変更するなどの対策を行っているのが通常である。その場合には、性能、効率への影響も考慮しなければならないのと同様に、加工工程や加工精度からくるコスト増加も避けられない。

【0022】

そこで、コギントルクを抑制する別の方法として、 d 軸の電流成分のうち、 d 軸の電流成分は磁石が発生する磁束と同じ方向を持った電流成分であるため、 d 軸電流方向を真方向、つまり弱め磁界方向に流すことにより磁石の磁束を弱める方法が知られている。しかしながら、弱め磁界電流が永久磁石に作用する、つまり、 d 軸電流により永久磁石の磁束の影響が弱められる程度は、モータの回転子の回転角度位置 θ により変化する。そのため、 d 軸電流を一定量流しても、コギントルクを効率的に抑制するのは困難であった。

【0023】

そこで、本実施形態ではエンコーダ8の出力を回転位置演算部15に通して得られた回転子の回転角度位置 θ を補正電流マップ14に入力して、その回転角度位置 θ で最もコギントルクを抑制することのできる補正電流値 $i_{d\alpha}^*$ を決定する。この補正電流値 $i_{d\alpha}^*$ の波形はモータの形状等の諸々の条件により異なるが、例えば図2のようになる。

【0024】

こうして決定した補正電流値 $i_{d\alpha}^*$ は、条件判断部17により、モータのトルク指令値 t^* が所定値より小さい、例えばゼロであるような場合のみ、加算部18において d 軸電流基本指令値 $i_{d\beta}^*$ に加算する。ここで、もしトルク指令値 t^* が所定値以上でなければ加算は行わず、 d 軸電流基本指令値 $i_{d\beta}^*$ を d 軸電流指令値 i_d^* とする。ここでは、所定値をコギントルクによる振動や騒音が運転者にとって不快に感じないトルク領域の限界値とする。つまり、コギントルクにより不快を感じる場合にのみ d 軸電流の補正を行いコギントルクの抑制を行う。

【0025】

次に、この d 軸電流指令値 i_d^* を決定する方法を図3のフローチャートを用いて説明する。

【0026】

まず、ステップ81では、条件判断部17において、トルクマップ1から出力した d 軸電流基本指令値 $i_{d\beta}^*$ が所定値より小さいかどうか、ここではゼロであるかどうかを判断する。ゼロでなければモータのトルクの発生が要求されていると考えられるのでステップ85に進み、 d 軸電流指令値 i_d^* として d 軸電流基本指令値 $i_{d\beta}^*$ を用いる。

【0027】

一方、 d 軸電流基本指令値 $i_{d\beta}^*$ がゼロでなければステップ82に進み q 軸電流指令値 i_q^* がゼロかどうかを判断する。このときも、 q 軸電流指令値 i_q^* がゼロでなければ

10

20

30

40

50

トルクの発生が要求されていると判断してステップ85に進む。

【0028】

ステップ81、82において、 i_q^* 、 i_d^* がゼロ、つまりトルク指令値 τ^* がゼロであると判断されたら、コギングトルクにより不快な振動や騒音が生じる可能性があるとして判断してステップ83に進む。ステップ83では、補正電流マップ14からの出力、補正電流値 $i_{d\alpha}^*$ を加算部18に読み込む。次に、ステップ84に進み、加算部18で d 軸電流基本指令値 $i_{d\beta}^*$ と補正電流値 $i_{d\alpha}^*$ とを加算することにより d 軸電流指令値 i_d^* を求める。

【0029】

その後、前述したように d 、 q 軸電流指令値 i_d^* 、 i_q^* からモータ7に流れる電流値を制御する。このように制御することにより、モータ7のコギングトルクを効果的に抑制する。

【0030】

次に、本実施形態により生じる効果を説明する。図4にその効果を図示する。

【0031】

回転角度位置 θ に基づいて補正電流値 $i_{d\alpha}^*$ を決定する補正電流マップ14と、 d 軸電流基本指令値 $i_{d\beta}^*$ と補正電流値 $i_{d\alpha}^*$ に基づいて d 軸電流指令値 i_d^* を決定する条件判断部17および加算部18と、 d 軸電流指令値 i_d^* と q 軸電流指令値 i_q^* に基づいて、コイルに流れる多相交流電流を制御する電流制御手段と、を構える。

【0032】

このように、モータ7の回転角度位置 θ に応じて d 軸電流 i_d の補正を行うことで、回転角度位置 θ に応じた弱い磁界を生じることができ、図4に示すように補正を行わない場合に比べて、コギングトルクを効率良く低減することができる。

【0033】

また、電流制御手段として、コイルに流れる多相交流電流値を検出する電流センサ9-1、9-2と、回転角度位置 θ を用いて多相交流電流の検出値を d 軸電流 i_d と q 軸電流 i_q に変換する d 、 q 変換器11を構える。また、 d 、 q 軸電流 i_d 、 i_q と、 d 、 q 軸電流基本指令値 i_d^* 、 i_q^* との偏差 Δi_d 、 Δi_q を小さくするための d 軸電圧指令値 V_d^* 、 V_q^* を算出する電圧指令値算出手段、ここではPI制御器3-1、3-2と、を構える。さらに、回転角度位置 θ を用いて d 軸電圧指令値 V_d^* と q 軸電圧指令値 V_q^* を多相交流電圧指令値に変換する d 、 q 逆変換器4を構える。

【0034】

電流制御手段を、上記のように構成することにより、 d 、 q 軸電流値の実測値 i_d 、 i_q と、回転角度位置 θ に応じた指令値 i_d^* 、 i_q^* との差を低減するように電圧指令値 V_d^* 、 V_q^* を設定する。これにより、コギングトルクによる影響を回転角度位置 θ に応じて低減することができる。

【0035】

また、 d 軸電流基本指令値決定手段としての加算部18では、 d 軸電流基本指令値 $i_{d\beta}^*$ と補正電流値 $i_{d\alpha}^*$ との加算値を d 軸電流指令値 i_d^* とする。これにより、回転角度位置 θ に応じて推測されるコギングトルクを低減するように補正電流値 $i_{d\alpha}^*$ を加えることができるので、コギングトルクによる振動、騒音等を抑制することができる。

【0036】

さらに、 d 軸電流基本指令値決定手段としての条件判断部17では、モータ7のトルク指令値 τ^* の大きさが所定の大きさより大きいときに、 d 軸電流基本指令値 $i_{d\beta}^*$ を d 軸電流指令値 i_d^* として決定する。一方、トルク指令値 τ^* の大きさが所定の大きさより小さいときに、補正電流値 $i_{d\alpha}^*$ を用いた補正を行う。これにより、コギングトルクによる振動、騒音等が顕著となる場合に d 軸補正電流 $i_{d\alpha}^*$ を流し、コギングトルクを抑制することができる。また、コギングトルクによる振動、騒音による不快が少ない高トルク領域では d 軸電流値 i_d の補正を行わないので、無駄に電力を消費するのを防ぐことができる。

10

20

30

40

50

【0037】

特に、所定の大さをゼロとすること、特にモータが稼動していない状態、つまり、慣性で車両が走行しているようなときに不慣れな振動を生じるのを抑えることができる。

【0038】

また、本実施形態は、突極の自由度の少ない集中巻によりコイルを巻装したモータに対しても有効である。このとき、小さな補正電流値 $i_{d\alpha}^*$ でコギングトルクを抑制することができるので、電力の消費を低減することができる。

【0039】

なお、本実施形態においては、回転角速度 $\omega\theta$ を速度演算部 16 に回転角度位置 θ を入力することにより求めているがこの限りではない。また、トルクマップ 1 に入力するトルク指令値 τ^* は、アクセルの踏み込み等により図示しない他の制御システムより算出することができる。

【0040】

次に、第 2 の実施形態について説明する。このときの制御ブロック図を、第 1 の実施形態で示した図 1 と同様とする。第 1 の実施形態と比較して、補正電流マップ 14 からの出力、補正電流値 $i_{d\alpha}^*$ の作用のみが異なる。d 軸電流指令値 i_d^* を求めるための制御フローを図 5 に示す。

【0041】

図 5 は、図 3 に示したフローチャートにおいて、ステップ 82 とステップ 83 の間にステップ 86 を挿入したものである。ステップ 86 では、モータの回転速度 $\omega\theta$ の絶対値が所定の値 ω_0 よりも小さいかどうかを判断する。

【0042】

これにより、コギングトルクを抑制するための補正電流値 $i_{d\alpha}^*$ を加算するかどうかを、トルク指令値 τ^* の値とモータの回転角速度 $\omega\theta$ により判断する。これにより、トルク指令値 τ^* がゼロであっても、モータの回転角速度 $\omega\theta$ が所定値以上であれば、コギングトルクを抑制するための補正電流値 $i_{d\alpha}^*$ は加算されない。

【0043】

車の走行用の駆動源としてモータを利用する場合、コギングトルクが問題となるのは運転者等がコギングトルクによる振動等を感ずる比較的低い周波数域のみである。本実施形態では、その領域のみでコギングトルクを低減し、人が感ずられない高周波数域域では通常の制御を行う。

【0044】

このように、本実施形態では d 軸電流基本指令値決定手段としての条件判断部 17 で、モータの回転角速度 $\omega\theta$ が所定値 ω_0 より大きいとき、d 軸電流基本指令値 $i_{d\alpha}^*$ を d 軸電流指令値 i_d^* とし、所定値 ω_0 より大きくないときに、補正電流値 $i_{d\alpha}^*$ を用いた補正を行う。これにより、コギングトルクによる振動や騒音の影響が大きい車が低速度領域の場合のみ、コギングトルクの抑制を行うこと、コギングトルクの抑制を効果的に行うと同時に、高回転領域での消費電力を低減することができる。

【0045】

次に、第 3 の実施形態について説明する。d 軸電流指令値 i_d^* を求めるための制御フローを図 6 に示し、その他の部分を第 1 の実施形態と同様とする。

【0046】

図 6 は、第 2 の実施形態におけるフロー（図 5）において、ステップ 86 とステップ 83 の間にステップ 87 を挿入する。ステップ 87 では回転角速度 $\omega\theta$ がゼロでないかどうかを判断する。回転角速度 $\omega\theta$ がゼロの場合には d 軸電流基本指令値 $i_{d\alpha}^*$ を最終的な d 軸電流基本指令値 i_d^* とし、回転角速度 $\omega\theta$ がゼロでない場合のみコギングトルクを抑制するための補正電流 $i_{d\alpha}^*$ を加算する。

【0047】

このようにコギングトルクを抑制するために、トルク指令値 τ^* がゼロであり、モータの回転速度 $\omega\theta$ の絶対値がゼロより大きく ω_0 より小さい場合に補正電流 $i_{d\alpha}^*$ を加算

する。

【0048】

図2に示すように、コギングトルク抑制のための d 軸電流値 i_d は、モータ7が停止している角度位置 θ によっては比較的大きな電流値となる。これに対して、回転速度 $\omega\theta=0$ の場合には補正電流値 i_{da}^* を加算しない。

【0049】

このように回転角速度 $\omega\theta$ がゼロのときには、コギングトルクを抑制するための補正電流値 i_{da}^* を加算しないことで、車が停止している状態でコイルに大電流が連続的に流れるのを抑制することができる。例えばモータ7が停止状態のまま長時間保持されるときに、無用な大電流がコイルに連続的に流れるのを防ぐことができる。その結果、モータ7における消費電力の低減を図り、コイルの温度上昇を抑制できる。

【0050】

次に、第4の実施形態について説明する。ここで用いる制御装置の制御ブロックを図7に示す。

【0051】

ここでは、第1～3の実施形態において補正を行うかどうかを判断する条件判断部17と d 軸電流基本指令値 i_{dt}^* と補正電流値 i_{da}^* との加算を行う加算部18との替わりに最大値選択部18を挿入る。最大値選択部18では、補正電流値 i_{da}^* と d 軸電流基本指令値 i_{dt}^* を選択的に加算するのではなく、逐次補正電流値 i_{da}^* と d 軸電流基本指令値 i_{dt}^* を比較して、絶対値が大きい方を d 軸電流指令値 i_d^* とする。

【0052】

ここで、 d 軸電流指令値 i_d^* を決定するための最大値選択部18における制御フローを図8に示す。

【0053】

ステップ811において d 軸電流基本指令値 i_{dt}^* 、補正電流値 i_{da}^* を読み込む。ステップ812において、 d 軸電流基本指令値 i_{dt}^* 、補正電流値 i_{da}^* の絶対値を比較する。 d 軸電流基本指令値 i_{dt}^* の絶対値が補正電流値 i_{da}^* の絶対値より大きければステップ813に進み、 d 軸電流指令値 i_d^* として d 軸電流基本指令値 i_{dt}^* を採用する。

【0054】

一方、ステップ812において、 d 軸電流基本指令値 i_{dt}^* の絶対値が補正電流値 i_{da}^* の絶対値以下である場合には、ステップ814に進み d 軸電流指令値 i_d^* として補正電流値 i_{da}^* を採用する。

【0055】

こうすることと、例えばトルク指令値 τ^* がゼロで、トルクマップ1から出力される d 軸電流基本指令値 i_{dt}^* もゼロであるような時には、補正電流値 i_{da}^* を選択して出力する。一方、その状態からトルク指令値 τ^* がゼロではないある値を持った場合には、トルクマップ1から出力される d 軸電流基本指令値 i_{dt}^* と、 d 軸補正電流マップ14から出力される補正電流値 i_{da}^* とを比較し、絶対値が大きい方を選択する。

【0056】

具体的には、図9のような d 軸補正電流値 i_{da}^* の電流波形の山の部分、ここで、 d 軸電流は負の値を持つためゼロに近い方に形成される山の部分が、 d 軸電流基本指令値 i_{dt}^* により規制されるような形になる。これは、 d 軸電流基本指令値 i_{dt}^* は、モータ7の回転角度位置 θ に対しては一定であるためである。

【0057】

このように、 d 軸電流基本指令値決定手段としての最大選択部18において、 d 軸電流基本指令値 i_{dt}^* と、補正電流値 i_{da}^* のうち絶対値が大きい方を d 軸電流指令値 i_d^* として決定する。これにより、トルク指令値 τ^* がゼロの状態からトルクが発生する際に連続的に電流が変化することで、運転者不快感振動を与えないようにすると同時に、トルク発生状態での角度に依存するトルク変動、即ちトルクリップルも低減することができる

【0058】

次に、第5の実施形態について説明する。ここで用いる最高値選択部18における d 軸電流指令値 i_d^* を決定する方法を示す制御フローを図10に示し、その他の部分は第4の実施形態と同様とする。

【0059】

図10では、第4の実施形態で用いた制御フロー（図8）におけるステップ811の前にステップ810を挿入する。ステップ810では、回転角速度 $\omega\theta$ の絶対値が所定の値 ω_0 より大きいかどうかを判断する。回転角速度 $\omega\theta$ の絶対値が所定の値 ω_0 より小さければステップ811に進み、以下第4の実施形態と同様とする。

10

【0060】

一方、ステップ810において、回転速度 $\omega\theta$ の絶対値が所定の値 ω_0 以上の場合には、ステップ813に進み、 d 軸電流指令値 i_d^* として d 軸電流基本指令値 $i_{dセ}^*$ を採用する。

【0061】

これにより、第4の実施形態で得られる効果に加えて第2実施形態で得られるような効果を得ることが出来る。つまり、運転者の感じない高回転領域では、コギングトルクの抑制は行わずに消費電流の増大を抑えたとともに、低回転領域では振動等が発生しないようにコギングトルクを抑制することが出来る。

20

【0062】

次に、第6の実施形態について説明する。ここで用いる最高値選択部18における制御フローを図11に示し、その他の部分は第4の実施形態と同様とする。

【0063】

図10では、第5の実施形態で用いた制御フロー（図10）におけるステップ810とステップ811との間にステップ815を挿入する。ステップ815では回転速度 $\omega\theta$ がゼロであるかどうかを判断する。回転速度 $\omega\theta$ がゼロでなければステップ811に進み、図10と同様の制御を行う。回転速度 $\omega\theta$ がゼロの場合にはステップ813に進み d 軸電流指令値 i_d^* として d 軸電流基本指令値 $i_{dセ}^*$ を採用する。

【0064】

このようにすることで、第5の実施形態で得られる効果に加えて第3実施形態で得られるような効果を得ることが出来る。つまり、モータが停止状態の時に、大電流がコイルに連続的に流れるのを抑制し、消費電量の増大およびコイルの発熱を抑制する。

30

【0065】

次に、第7の実施形態について説明する。ここでは、第1から6の実施形態のうちいずれか一つの実施形態において、補正電流マップ14として図12に示すようなものを用いる。

【0066】

図12では、回転角度位置 θ を基に補正電流値 $i_{d\alpha}^*$ は簡単な三角関数で計算できるような波形を使用する。このような補正電流を用いた場合のコギングトルクの低減の効果を図13に示す。

40

【0067】

マップを使用する場合には、制御の精度を向上しようとする、回転角度位置 θ の刻みを小さくする必要があり、それは例えばメモリの使用量を増やす要因になっていた。それを比較的簡単な数式で計算できるようにする、ここでは図12に示すように回転角度位置 θ に対して正弦波状の補正電流値 $i_{d\alpha}^*$ を採用することで、メモリの消費量を少なくするとともに、高速に補正電流値 $i_{d\alpha}^*$ を決定することが可能になる。

【0068】

なお、本発明は上記実施の形態に限定されるわけではなく、特許請求の範囲に記載の技術思想的範囲内で様々な変更が成し得ることは言うまでもない。

【図面の簡単な説明】

50

- 【図1】第1の実施形態における制御装置の制御ブロック図である。
 【図2】第1の実施形態における補正電流マップである。
 【図3】第1の実施形態の d 軸電流基本指令値を決定する制御のフローチャートである。
 【図4】第1の実施形態の効果を示す図である。
 【図5】第2の実施形態の d 軸電流基本指令値を決定する制御のフローチャートである。
 【図6】第3の実施形態の d 軸電流基本指令値を決定する制御のフローチャートである。
 【図7】第4の実施形態における制御装置の制御ブロック図である。
 【図8】第4の実施形態の d 軸電流基本指令値を決定する制御のフローチャートである。
 【図9】第4の実施形態により得られる回転位置に対する d 軸電流基本指令値を示す図である。
 【図10】第5の実施形態の d 軸電流基本指令値を決定する制御のフローチャートである。
 【図11】第8の実施形態の d 軸電流基本指令値を決定する制御のフローチャートである。

10

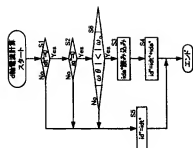
- 【図12】第7の実施形態における補正電流マップである。
 【図13】第7の実施形態の効果を示す図である。

【符号の説明】

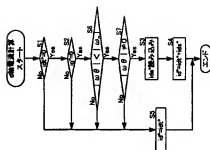
- 1 トルクマップ（電流指令値決定手段）
 3 PI制御器（電圧指令値算出手段）
 4 d q逆変換器（逆変換器）
 8 エンコーダ（回転角度位置検出手段）
 9 電流センサ（電流検出手段）
 11 d q変換器（変換手段）
 13 加算部（ d 軸電流指令値決定手段）
 14 補正電流マップ（補正電流値決定手段）
 17 条件判断部（ d 軸電流指令値決定手段）
 18 最高値選択部（ d 軸電流指令値決定手段）

20

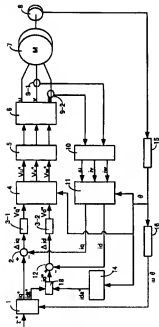
【図 5】



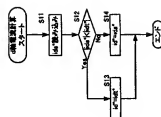
【図 6】



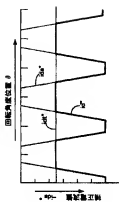
【図 7】



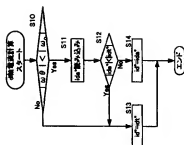
【図 8】



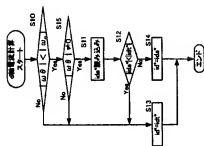
【図 9】



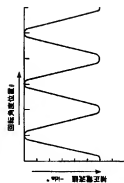
【図 10】



【図 11】



【図 12】



【図 13】

